

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Вінниченко Ірина Леонідівна

УДК 621.314.58

**ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНИХ
ІНВЕРТОРІВ З ЧАСО-ІМПУЛЬСНИМ КЕРУВАННЯМ**

Спеціальність 05.09.12 – Напівпровідникові перетворювачі електроенергії

АВТОРЕФЕРАТ

дисертації на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Київ – 2018

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана на кафедрі комп'ютеризованих систем управління Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв

Науковий керівник – доктор технічних наук, професор
Павлов Геннадій Вікторович,
Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова (м. Миколаїв),
директор Інституту автоматики та електротехніки

Офіційні опоненти – доктор технічних наук, професор
Ямненко Юлія Сергіївна,
Національний технічний університет України «Київський
політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» (м. Київ),
завідувач кафедри промислової електроніки

– кандидат технічних наук, доцент
Шишкін Михайло Анатолійович,
Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут» (м. Харків),
доцент кафедри промислової та біомедичної електроніки

Захист відбудеться “ 27 ” грудня 2018 р. о 14.30 на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 26.002.19 в Національному технічному університеті України “Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського” за адресою: 03056, Київ–56, проспект Перемоги, 37, корп. 12, ауд. 412.

З дисертацією можна ознайомитись у бібліотеці КПІ ім. Ігоря Сікорського.

Автореферат розісланий “ 26 ” листопада 2018 р.

Вчений секретар
спеціалізованої вченої ради Д 26.002.19



В. Б. Швайченко

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми. Значна частка електроенергії споживається у перетворювальному вигляді, тому підвищення енергоефективності перетворювачів електроенергії є актуальною задачею. Також не менш вагомою проблемою є електромагнітна сумісність (ЕМС) джерел живлення із мережею та стороннім обладнанням, робота якого може порушитись при наявності електромагнітного випромінювання певного частотного діапазону. Одним з напрямків вирішення цих проблем в області силової перетворювальної техніки є використання удосконалених схем перетворювачів частоти (ПЧ) і застосування ефективних алгоритмів для управління ними. Зокрема, використання перетворювачів частоти в якості вторинних джерел живлення є ефективним рішенням для покращення експлуатаційних характеристик, масогабаритних показників та енергоефективності електрообладнання, що працює на підвищеній частоті, що особливо важливо для рухомих автономних об'єктів, зокрема, водного та повітряного транспорту.

Вдосконалення технологій виробництва напівпровідникових пристроїв та використання сучасної елементної бази при проектуванні перетворювачів частоти не усуває проблеми зниження втрат перемикачів і зовсім не вирішує проблему впливу перетворювача як на мережу живлення, так і на споживачів електроенергії. Тому усунення проблеми значних комутаційних втрат, що виникають у разі жорсткої комутації силових транзисторів та підвищення ККД пристрою, є актуальним питанням.

В той же час проблема електромагнітної сумісності в сучасних технічних системах значно загострюється тому, що з одного боку окремі споживачі висувають підвищені вимоги до синусоїдальності струму, а з іншого боку сучасна теле- та радіоапаратура дуже чутлива до польових електромагнітних завад. Більше того, перетворювачі електроенергії можуть генерувати гармоніки струму, які призводять до відхилення форми струму мережі живлення від синусоїдної, що є небажаним в електричній мережі та допустимим лише в певній мірі. Проблеми підвищення енергоефективності та електромагнітної сумісності перетворювачів частоти ефективно вирішують застосуванням явища резонансу при їх проектуванні. Над удосконаленням резонансних перетворювачів та розробкою нових способів регулювання їх вихідних параметрів працювали провідні вітчизняні та зарубіжні вчені І.В. Волков, М.М. Юрченко, О.М. Юрченко, В.Я. Жуйков, Ю.О. Денисов, Г.В. Павлов, В.Б. Волківський, М.В. Покровський, Я.Б. Классенс, А.В. Обрубов, Г.С. Зинов'єв, Ч.-М. Ванг, А. Берсані, Б. Янг, Ф. Хідеакі, Я. Лю та інші. Їх роботи присвячені перетворювачам із традиційними топологіями, що застосовуються переважно у випадку користувачів, які потребують постійної напруги живлення. Проте, їх доробок може бути успішно використаний при удосконаленні перетворювачів змінної напруги.

Таким чином, зниження втрат перемикачів в перетворювачах частоти, що застосовуються для вторинного живлення чутливих до несинусоїдності вхідної напруги споживачів бортової мережі автономних рухомих та локальних об'єктів, з одночасним забезпеченням широкого діапазону керування параметрами вихідної напруги є актуальною задачею, вирішення якої дозволить підвищити енергоефективність пристроїв та забезпечити прийнятний рівень їх електромагнітної сумісності з мережею та споживачами.

Зв'язок з науковими програмами, планами, темами. Робота виконана на кафедрі комп'ютеризованих систем управління Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв згідно з тематичними планами науково-дослідних робіт, що фінансуються з коштів держбюджету Міністерства освіти і науки України на 2013-2018 рр. «№ 1895 Розробка суднових систем генерації та перетворення електроенергії для підвищення енергоефективності та поліпшення електромагнітної сумісності» (номер державної реєстрації 0113U000242), «№ 1993 Розробка енергоефективних суднових автоматизованих систем генерації та перетворення електроенергії для підвищення якості електроенергії та поліпшення електромагнітної сумісності» (номер державної реєстрації 0115U000304), «№ 2084 Розробка енергоефективних суднових систем автоматизації процесів генерування й перетворення електроенергії та їх моделей для покращення якості електроенергії та електромагнітної сумісності» (номер державної реєстрації 0117U000346).

Мета і задачі дослідження. Метою дисертаційної роботи є розвиток теорії перетворювачів частоти з проміжною високочастотною резонансною ланкою та часо-імпульсним керуванням, спрямований на поліпшення енергетичної ефективності з одночасним підвищенням електромагнітної сумісності зі споживачем та мережею живлення у широкому діапазоні зміни навантаження.

Для досягнення поставленої мети необхідно було вирішити такі основні задачі:

1. Проведення аналізу відомих схемотехнічних рішень перетворювачів частоти, що забезпечують вихідну напругу бажаної частоти, і способів регулювання вихідної напруги для визначення шляхів забезпечення електромагнітної сумісності з навантаженням та оточуючими пристроями, зниження динамічних втрат і зменшення перенапруг на ключових елементах.

2. Визначення структури ПЧ, що поєднує переваги імпульсного характеру регулювання вихідної напруги і комутації ключів перетворювача при нульових значеннях струму та напруги та проведення аналізу електромагнітних процесів в колах перетворювача частоти для отримання точної форми високочастотних імпульсів та визначення тривалості етапів, при яких можна отримати бажану форму імпульсів, близьку до синусоїдної, із низьким коефіцієнтом гармонік.

3. Удосконалення математичної моделі перетворювача частоти з урахуванням використання високочастотної резонансної послідовної ланки у складі інвертора для формування імпульсів гармонічної форми та застосування імпульсного характеру регулювання вихідної напруги.

4. Визначення співвідношення бажаних характеристик навантаження та параметрів реактивних елементів перетворювача, що дозволять розрахувати параметри елементів схеми, при яких забезпечується її робота в режимі мінімальних комутаційних втрат та формується вихідна низькочастотна напруга із низьким коефіцієнтом гармонік.

5. Визначення закону формування керуючих сигналів для імпульсного керування резонансним інвертором із синусоїдною вихідною напругою і синтез системи керування. Перевірка результатів досліджень на імітаційній моделі перетворювача.

6. Проведення аналізу спектрального складу імпульсів струму в силовій частині перетворювача, вихідних характеристик, статичних та динамічних характеристик перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним

керуванням, що дозволить оцінити ефективність запропонованого схемотехнічного рішення ПЧ при регулюванні вихідної напруги згідно визначеного закону керування.

7. Визначення доцільності зміни власної частоти резонансного контуру шляхом відмикання додаткового резонансного конденсатора в залежності від рівнів вихідних напруги чи струму з метою покращення гармонічного складу вихідної напруги при малому значенні струму навантаження чи бажаній напрузі на навантаженні, меншій за розрахункову.

8. Розробка адаптивної системи керування перетворювачем частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням, що дозволить формувати вихідну синусоїдну напругу з низьким коефіцієнтом гармонік при зміні навантаження в широкому діапазоні.

9. Проведення порівняльного аналізу втрат енергії при використанні резонансної високочастотної ланки у складі інвертора напруги для формування синусоїдних імпульсів та без неї при умові застосування однакового часо-імпульсного керування в обох випадках.

10. Розробка експериментального зразка перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням для перевірки адекватності теоретичних результатів, представлених в дисертаційній роботі.

Об'єктом досліджень є електромагнітні процеси в напівпровідникових перетворювачах електроенергії на основі схем з комутацією кіл, що містять резонансні контури з реактивних елементів.

Предметом досліджень є перетворювачі частоти на основі резонансних інверторів з часо-імпульсним керуванням.

Методи досліджень. При вирішенні поставлених задач використовувалися метод простору змінних стану для отримання точної форми високочастотних імпульсів та визначення початку та тривалості міжкомутаційних етапів перетворювача, перетворення Лапласа для визначення передатних функцій складових ланок ПЧ та перетворювача в цілому, методи фізичного і математичного моделювання для перевірки адекватності отриманих в роботі теоретичних результатів.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в наступному:

- удосконалено математичну модель перетворювача частоти на базі резонансного інвертора, який поєднує переваги імпульсного характеру регулювання та комутації силових ключів при нульових значеннях струму та напруги, в частині опису електромагнітних процесів за рахунок введення комутаційних послідовностей силових ключів, що дозволило отримати характеристики електромагнітних процесів в резонансному контурі та тривалості міжкомутаційних етапів, при яких забезпечується близька до синусоїдної форма високочастотних імпульсів, що в свою чергу забезпечує низький рівень динамічних втрат перетворювача при часо-імпульсному регулюванні вихідної напруги;

- удосконалено математичну модель перетворювача частоти на базі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням в частині визначення функціоналу високочастотних імпульсів за рахунок введення співвідношень між середнім значенням високочастотного імпульсу напруги за інтервал часу між комутаціями основних ключів інвертора і бажаного середнього значення вихідної напруги за цей інтервал, що дозволяє розраховувати комутаційні послідовності силових ключів для

часо-імпульсної модуляції. Обґрунтовано межі застосування визначеного функціоналу та оцінено похибку його використання;

- вперше отримано розрахункові залежності параметрів елементів схеми за умови балансу енергії в ПЧ, при яких забезпечується робота перетворювача в режимі мінімальних комутаційних втрат та формується вихідна низькочастотна напруга бажаної форми, амплітуди і частоти із низьким коефіцієнтом гармонік;

- вперше за допомогою математичної моделі перетворювача визначено закон часо-імпульсного керування резонансним інвертором, який дозволяє сформувати задану форму напруги на виході по принципу програмного керування та забезпечити глибоке регулювання вихідної напруги перетворювача.

Практичне значення отриманих результатів полягає в наступному:

- розроблений закон часо-імпульсного керування резонансним інвертором забезпечує глибоке регулювання вихідної напруги перетворювача з мінімальними комутаційними втратами і жорсткою зовнішньою характеристикою в її робочому діапазоні;

- отриманні розрахункові залежності параметрів елементів схеми дозволяють здійснити розрахунок параметрів реактивних елементів перетворювача, при яких забезпечується робочий (жорсткий) діапазон зовнішньої характеристики;

- удосконалена математична модель перетворювача частоти на основі резонансного інвертора дозволяє провести дослідження електромагнітних процесів в силовій частині перетворювача, сформулювати закон керування для формування комутаційних послідовностей керуючих імпульсів для його силових транзисторів та знизити трудомісткість під час розрахунку статичних та динамічних характеристик;

- розроблений алгоритм реалізує керування перетворювачем згідно запропонованого закону керування та, враховуючи параметри навантаження, дозволяє змінити параметри резонансного контуру РІ чи скоректувати закон керування, за рахунок чого забезпечується вихідна напруга з низьким коефіцієнтом гармонік не тільки в робочому діапазоні зовнішньої характеристики перетворювача, але і за його межами;

- розроблена адаптивна мікропроцесорна система керування забезпечує вирішення задач управління в режимі реального часу з урахуванням параметрів та характеру навантаження та напруги на вході резонансного інвертора.

Результати дисертаційної роботи застосовані при розробці високовольтної системи для дослідження дії розрядних струмів на процес синтезу вуглецевих наноматеріалів (Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України, м. Миколаїв). Теоретичні результати дисертації використані в навчальному процесі Національного університету кораблебудування в курсах лекцій «Комп'ютерна електроніка», «Цифрові та перетворювальні системи» та «Елементи і пристрої автоматики та систем управління» і при виконанні дипломного проектування.

Особистий внесок здобувача. Викладені в дисертаційній роботі положення та результати отримані автором особисто. Роботи [14-17] написані без співавторів. В друкованих працях, опублікованих у співавторстві, особисто дисертанту належить: [1] – аналіз електромагнітних процесів у резонансному інверторі з часо-імпульсним регулюванням, що дозволяє сформувати вихідну синусоїдну напругу шляхом згладжування високочастотних імпульсів напруги на резонансному конденсаторі; [2] –

структура адаптивної мікропроцесорної системи керування перетворювачем частоти, розроблено алгоритм роботи запропонованої системи керування; [3] – визначення тривалості міжкомутаційних етапів роботи перетворювача частоти; [4] – визначення функціоналу високочастотних імпульсів напруги, оцінка похибки спрощеної математичної моделі та удосконалення закону керування з урахуванням точного середнього значення резонансних імпульсів напруги; [5] – аналіз електромагнітних процесів в силовій частині резонансного перетворювача для безконтактної передачі електроенергії із використанням методу змінних стану; [6] – розрахунок регульовальних характеристик резонансного перетворювача та їх аналіз; [7] – структура системи керування, що реалізує запропонований спосіб регулювання вихідних параметрів послідовно-резонансного перетворювача постійної напруги; [8] – аналіз роботи перетворювача частоти при зниженій вихідній напрузі та алгоритм покращення гармонічного складу вихідної напруги шляхом зміни власної частоти резонансного контуру завдяки підключенню додаткової резонансної ємності в залежності від рівня вихідної напруги; [9] – структура системи керування перетворювачем частоти, що дозволить отримати вихідну напругу бажаної форми, амплітуди та частоти при широкому діапазоні зміни навантаження та імітаційна модель резонансного інвертора, що входить до складу перетворювача частоти; [10] – основний функціонал високочастотних імпульсів для розрахунку керуючої послідовності для формування синусоїдної напруги на виході перетворювача, синтез синусоїдної форми вихідної напруги перетворювача з урахуванням визначених функціоналів, виведення закону керування в аналітичній формі; [11] – аналіз зовнішніх характеристик послідовного резонансного перетворювача; [12] – аналіз статичних характеристик перетворювача та дослідження взаємозв'язку його імпульсної характеристики та параметрів реактивних елементів, аналітичні залежності параметрів реактивних елементів ПЧ від характеристик його навантаження; [13] – імітаційна модель резонансного інвертора з часо-імпульсним регулюванням, що дозволяє сформувати вихідну синусоїдну напругу шляхом згладжування високочастотних імпульсів напруги на резонансному конденсаторі; [18] – аналітичний вираз передатної функції та аналіз динамічних характеристик послідовного резонансного перетворювача; [19] – аналіз роботи систем безперебійного живлення.

Апробація результатів дисертації. Матеріали дисертації доповідалися та обговорювалися на міжнародних конференціях: IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON) (2017, м. Київ); IEEE 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS) (2016 р., м. Київ); міжнародній науково-технічній конференції «Проблеми сучасної електротехніки» (2016 р., 2018 р., м. Київ); міжнародній науково-технічній конференції «Силовая электроника і енергоефективність» (2016 р., м. Одеса); міжнародній науково-технічній конференції «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці» (2014-2015 рр., м. Миколаїв); всеукраїнській науково-технічній конференції студентів, аспірантів, молодих вчених з міжнародною участю «Автоматика та електротехніка» (2014 р., м. Миколаїв); всеукраїнській науково-технічній конференції з міжнародною участю «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки» (2015 - 2017 рр., м. Миколаїв).

Публікації. Основний зміст дисертації викладено в 19 публікаціях, з них 6 статей у фахових наукових виданнях, серед яких 1 стаття у фаховому виданні України,

що входить до міжнародної наукометричної бази Scopus, та 1 стаття у виданні України, що входить до міжнародної наукометричної бази Index Copernicus, 1 патент на корисну модель, 8 тез доповідей в збірниках матеріалів конференцій (з них 2 тези у збірниках матеріалів міжнародних конференцій, які включені до міжнародної наукометричної бази Scopus), та 4 статті в інших виданнях.

Структура та обсяг дисертації. Дисертаційна робота складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел і додатків. Загальний обсяг роботи складає 190 сторінок, у тому числі 156 сторінок основного тексту, 65 рисунків, 12 таблиць, список використаних джерел з 118 найменувань і 2 додатки.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У вступі обґрунтовано актуальність роботи, сформульовано мету і задачі наукового дослідження, викладено наукову новизну і практичне значення результатів досліджень, визначено особистий внесок здобувача, наведені дані про зв'язок роботи з науковими програмами, апробацію результатів роботи, публікації та впровадження.

У першому розділі наведено найбільш вагомі фактори для вибору топології перетворювачів частоти, що застосовуються для вторинного живлення споживачів бортової мережі автономних рухомих об'єктів, якщо їх робоча частота відрізняється від мережевої, в установках гарантованого живлення при аварії в основній мережі змінного струму, для покращення якості електроживлення чутливих до несинусоїдності користувачів, таких як холодильні установки, елементи систем автоматики, датчики і двигуни точної механіки, тощо, в якості елементів складних джерел змінних струмів та напруг, призначених для перевірки щитових амперметрів та вольтметрів в місцях їх безпосередньої локації, а також для діагностики систем безперебійного живлення електростанцій. Такими факторами є наступні: можливість змінювати вихідну частоту в діапазоні від 1 до 500 Гц; зміна характеру навантаження може здійснюватись під час роботи перетворювача із активного до активно-індуктивного при зміні опору навантаження в межах щонайменше одного порядку; формування синусоїдної вихідної напруги із низьким коефіцієнтом гармонік.

Проведено аналіз існуючих перетворювачів частоти, їх схем та способів регулювання вихідної напруги, який показав, що синусоїдну напругу із досить стабільною амплітудою найбільш просто забезпечити методами імпульсного регулювання, а зниження динамічних втрат та покращення електромагнітної сумісності забезпечується реалізацією принципів перемикання при нульовому значенні струму або напруги силових транзисторів. Використання принципів м'якої комутації дозволяє підвищити ККД перетворювача, уникати перенапруги на силових транзисторах при забезпеченні високого рівня електромагнітної сумісності перетворювача із споживачем та мережею.

У другому розділі, базуючись на проведеному аналізі, обрано структуру перетворювача частоти на основі резонансного інвертора, який дозволяє поєднати переваги м'якої комутації силових транзисторів та імпульсного регулювання вихідної напруги (рис. 1, а).

Резонансний інвертор генерує низькочастотну (рис. 1, б) змінну напругу шляхом модуляції високочастотних резонансних імпульсів напруги (рис. 1, д, е) зі змінною

полярністю. Епюри резонансного струму інвертора приведено на рис. 1, в, г. В проміжках незмінної полярності імпульсів він працює як однокантний резонансний перетворювач з перемиканням при нульовому значенні струму.

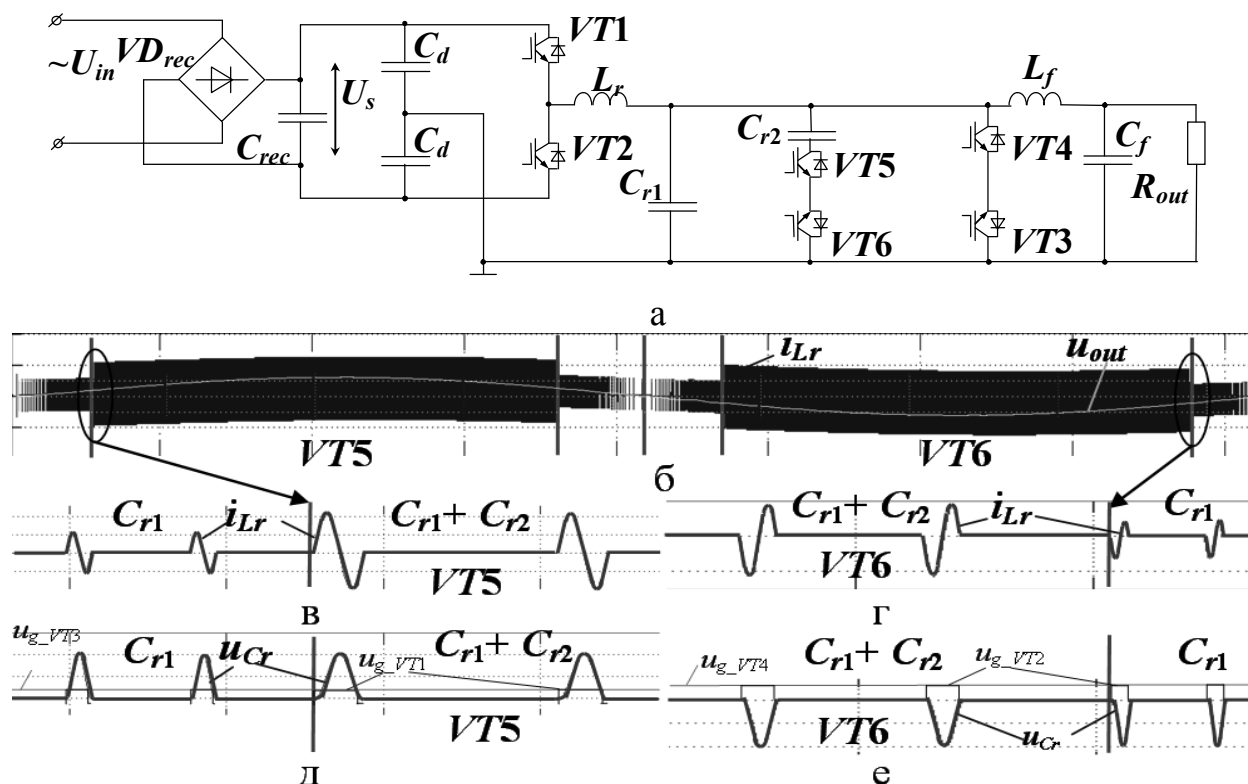
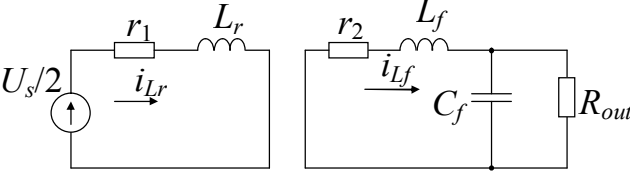
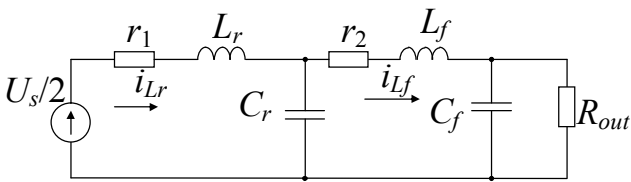
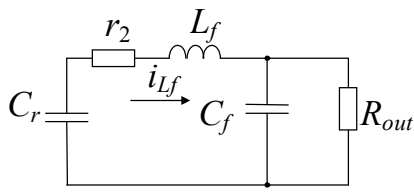
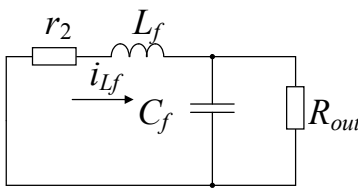
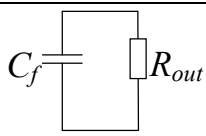


Рис. 1

Дослідження електромагнітних процесів в силовій частині дволанкового перетворювача частоти на основі резонансного інвертора, в залежності від керуючої величини, здійснено за допомогою методу простору змінних стану. Керованою змінною є напруга на виході перетворювача $y(t) = u_{out}(t)$. Вхідним параметром є напруга $U_s/2$ на конденсаторах C_d півмостового інвертора на базі транзисторів $VT1$ та $VT2$, що надходить з випрямляча у вигляді діодного моста VD_{rec} та ємнісного фільтра C_{rec} . Керуючим параметром є скважність імпульсів m , що є пропорційною до частоти проходження імпульсів напруги, які відкривають один з силових транзисторів півмоста під час позитивної півхвилі вихідної напруги, а інший - під час негативної півхвилі. Цикл роботи резонансного інвертора (табл. 1) умовно розбито на 5 послідовних етапів, причому кінцеві умови на кожному з етапів є вихідними для наступного. При дослідженні процесів, що відбуваються в силовій частині перетворювача, використовується вектор стану $x_i(t)$, який отримано в результаті рішення диференціальних рівнянь на міжкомутаційних інтервалах, та значення вихідної напруги $y(t)$. Вектор стану в транспонованому вигляді можна записати як $x_i^T(t) = [i_{Lr_i}(t) \ u_{Cr_i}(t) \ i_{Lf_i}(t) \ u_{Cf_i}(t)]$, де $i = 1..5$ – номер міжкомутаційного етапу, $i_{Lr_i}(t)$ – струм резонансного індуктора L_r ; $u_{Cr_i}(t)$ – напруга на резонансному конденсаторі C_r ; $i_{Lf_i}(t)$ – струм через індуктивність фільтра L_f ; $u_{Cf_i}(t)$ – напруга на конденсаторі фільтра C_f .

Таблиця 1

Еквівалентні схеми силової частини перетворювача під час міжкомутаційних етапів	Рішення векторно-матричних рівнянь $x_{1..5}$; тривалості міжкомутаційних етапів $\Delta t_{1..5}$; моменти закінчення кожного з етапів $t_{1..5}$
	$\mathbf{x}_1(t) = e^{\mathbf{A}_1 t} \cdot \mathbf{x}_1(0) + \mathbf{A}_1^{-1} (e^{\mathbf{A}_1 t} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_1 \mathbf{E};$ $\mathbf{y}_1(t) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}_1(t);$ $\Delta t_1 = \frac{2i_{L_f}(t_0) \cdot L_r}{U_s}; \quad t_1 = t_0 + \frac{2i_{L_f}(t_0) \cdot L_r}{U_s}$
	$\mathbf{x}_2(t) = e^{\mathbf{A}_2(t-t_1)} \cdot \mathbf{x}_2(t_1) + \mathbf{A}_2^{-1} (e^{\mathbf{A}_2(t-t_1)} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_2 \mathbf{E};$ $\mathbf{y}_2(t) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}_2(t);$ $\Delta t_2 = \frac{T_r}{2} + \frac{\arcsin(i_{L_f}(t_0)/I_{r_m})}{\omega_r};$ $t_2 = t_0 + t_1 + \frac{T_r}{2} + \frac{\arcsin(i_{L_f}(t_0)/I_{r_m})}{\omega_r}.$
	$\mathbf{x}_3(t) = e^{\mathbf{A}_3(t-t_2)} \cdot \mathbf{x}_3(t_2); \quad \mathbf{y}_3(t) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}_3(t);$ $\Delta t_3 = \frac{T_r}{2} - \frac{2 \arcsin(i_{L_f}(t_0)/I_{r_m})}{\omega_r};$ $t_3 = t_0 + T_r - \frac{\arcsin(i_{L_f}(t_0)/I_{r_m})}{\omega_r} + \frac{2i_{L_f}(t_0)L_r}{U_s}.$
	$\mathbf{x}_4(t) = e^{\mathbf{A}_4(t-t_3)} \cdot \mathbf{x}_4(t_3); \quad \mathbf{y}_4(t) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}_4(t);$ $\Delta t_4 = \frac{U_s}{2} \left[1 - \cos \left(\omega_r \left[T_r - \frac{\arcsin(i_{L_f}(t_0)/I_{r_m})}{\omega_r} + \frac{2i_{L_f}(t_0)L_r}{U_s} \right] \right) \right] \cdot \frac{C_r}{i_{L_f}(t_0)}; \quad t_4 = t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4.$
	$\mathbf{x}_5(t) = e^{\mathbf{A}_5(t-t_4)} \cdot \mathbf{x}_5(t_4); \quad \mathbf{y}_5(t) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}_5(t).$ $\Delta t_5 = t_i - t_4; \quad t_5 = t_i.$

В таблиці 1 прийнято наступні позначення:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_2}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_2}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{R_{out} \cdot C_f} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_r} & -\frac{1}{L_r} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_r} & 0 & -\frac{1}{C_r} & 0 \\ -\frac{r_2}{L_f} & \frac{1}{L_f} & 0 & -\frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{R_{out} \cdot C_f} \end{bmatrix}; \mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_f} & -\frac{r_2}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{R_{out} \cdot C_f} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_5 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_{out} \cdot C_f} \end{bmatrix}; \mathbf{B}_5 = \mathbf{B}_4 = \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_r} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

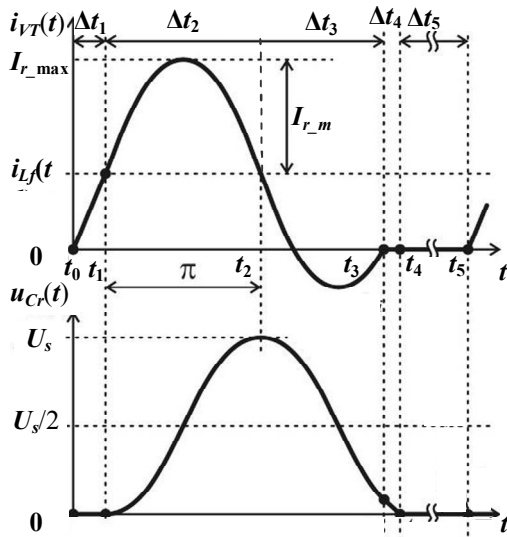


Рис. 2

Так як при паралельному з'єднанні конденсаторів C_{r1} та C_{r2} та у випадку від'єднання конденсатора C_{r2} від резонансного контуру характер поведінки інвертора буде однаковий протягом одного міжкомутаційного етапу, то їх можна умовно назвати C_r , а при формуванні керуючої послідовності для ключів півмоста, замість C_r підставляти значення $C_r = C_{r1} + C_{r2}$ чи $C_r = C_{r1}$ в залежності від стану транзисторів $VT5 - VT6$. Додаткові транзистори $VT3$ та $VT4$ комутують конденсатор резонансного контуру для адекватної роботи перетворювача в умовах змінного характеру навантаження. Рішення векторно-матричних рівнянь (табл. 1), враховуючи паразитні

параметри накопичуючих та напівпровідникових елементів схеми та внутрішній опір джерела живлення, що узагальнено параметрами r_1 та r_2 , дозволили отримати точну форму високочастотних імпульсів (рис. 2) та визначити тривалості $\Delta t_{1...5}$ етапів, при яких можна отримати бажану форму високочастотних імпульсів із низьким коефіцієнтом гармонік.

Матриці \mathbf{A}_i описують топологію кола під час i -го міжкомутаційного етапу, матриці \mathbf{B}_i – підключення джерела електроживлення та навантаження до резонансного кола під час i -го міжкомутаційного етапу, матриця \mathbf{C} – напрям протікання струмів.

В даному розділі також визначено функціонал високочастотних імпульсів напруги на резонансному конденсаторі, який дозволяє замінити кусково-лінійні функції, що складаються з п'яти ділянок, на дві ділянки, одна з яких тотожно дорівнює нулю, а друга представляє ділянку гармонійної функції. Для того, щоб вихідний фільтр здійснював згладжування високочастотних імпульсів для забезпечення допустимого коефіцієнту гармонік, необхідно, щоб частота зрізу фільтра відрізнялась від частоти резонансного

контурі щонайменше на 2 порядки. В такому разі для всіх сигналів, перша гармоніка яких більше частоти зрізу фільтра в декілька разів, вищі гармоніки не впливатимуть на вихідну напругу. Тобто, на миттєве значення вихідної напруги ПЧ впливатиме тільки поточне значення функціоналу високочастотних імпульсів, що представляє собою залежність середнього значення високочастотного імпульсу від його тривалості t_{imp} , причому час $t_{imp} = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 = f(i_L(t_0))$ є змінною величиною, так як залежить від тривалостей лінійних ділянок імпульсів резонансних напруги Δt_4 та струму Δt_1 .

Точне середнє значення u_{Crav_ex} високочастотного імпульсу напруги на резонансному конденсаторі за час, що дорівнює періоду власних коливань резонансного контуру, дорівнює

$$u_{Crav_ex} = \frac{1}{T_r} \left(\int_0^{t_3} u_{Cr}(t) dt + \frac{u_{Cr}(t_3)}{2} \Delta t_4 \right).$$

Прийmemo припущення, що форму високочастотного імпульсу напруги перетворювача, схему якого приведено на рис. 1, а, можна описати залежністю

$$u_{Cr}(\tau) \approx \frac{U_s}{2} (1 - \cos(\omega_r \tau)), \quad (1)$$

де τ - час, який відраховується від початку одного керуючого імпульсу відмикання силових ключів інвертора та закінчується перед початком наступного керуючого імпульсу. Враховуючи, що $t_{imp} \approx T_r$, приблизне середнє значення високочастотного імпульсу напруги u_{Crav_ap} за час, що дорівнює періоду резонансного контуру, можна визначити як

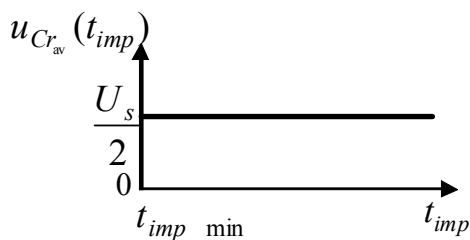


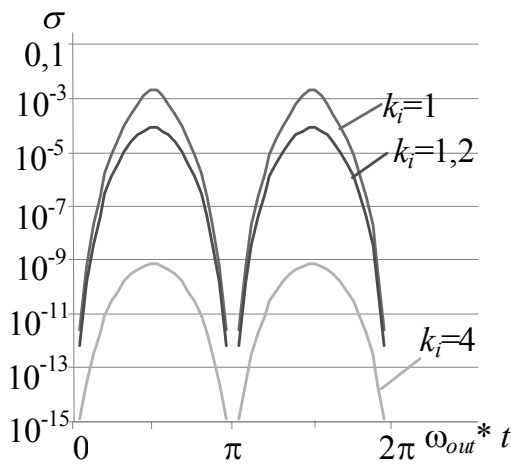
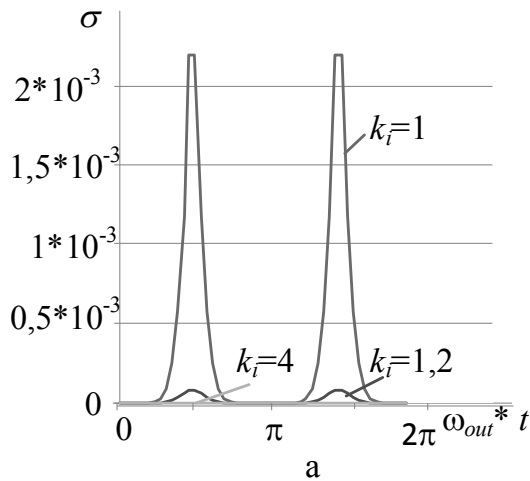
Рис. 3

$$u_{Crav_ap} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} u_{Cr}(\tau) d\tau = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} \frac{U_s}{2} (1 - \cos \omega_r \tau) d\tau = \frac{U_s}{2}.$$

Таким чином, графік залежності функціоналу високочастотних імпульсів, прийме наступний вигляд (рис. 3), враховуючи, що є певне мінімальне значення тривалості високочастотних резонансних імпульсів t_{imp_min} , при якому можна сформувати вихідну

низькочастотну синусоїдну напругу. Визначено похибку використання даного функціоналу високочастотних імпульсів за залежністю $\sigma = |u_{Crav_ap} - u_{Crav_ex}| / u_{Crav_ex}$.

Введемо коефіцієнт струму $k_i = I_{r_m} / I_{out_m}$, де I_{r_m} - амплітуда змінної складової резонансного струму, I_{out_m} - амплітуда струму в навантаженні. Цей коефіцієнт визначає початкову фазу синусоїдної кривої струму через котушку індуктивності в резонансному контурі і тривалість першого і четвертого етапів Δt_1 і Δt_4 , при яких відбувається лінійне збільшення струму через резонансну індуктивність і лінійне зниження резонансної напруги відповідно. Проаналізовані електромагнітні процеси показали, що початок високочастотних імпульсів напруги на резонансному конденсаторі запізнюється на час Δt_1 , а тривалість варіативної ділянки високочастотного імпульсу дорівнює Δt_4 . Амплітуда вихідного струму повинна бути менше амплітуди струму резонансного контуру $I_{r_m} > I_{out_m}$, інакше індуктивність



б
Рис. 4

резонансного контуру буде обмежувати вхідний струм вихідного фільтра і, отже, вихідний струм і напруга будуть менше розрахункових. Таке обмеження можна записати у вигляді $k_i = R_{out} / k_u \sqrt{L_r / C_r} \geq 1$, де k_u – це відносна напруга, що представляє собою відношення амплітуди вихідної напруги U_{out} до вхідної напруги $0,5U_s$ інвертора; R_{out} – опір навантаження.

Для різних значень коефіцієнту k_i розраховано відносну похибку в залежності від фази вихідної напруги. На рис. 4 наведено графіки отриманих значень похибок в лінійному (а) і логарифмічному (б) масштабі, розрахованих для $k_i = 1; 1,2; 4$.

Таким чином, найбільше значення похибки спостерігається при максимумі вихідної напруги. При значенні $k_i \geq 1,2$ найбільша похибка досягає 0,0001, тобто є нижньою межею для використання функціоналу (див. рис. 3), що дозволить використовувати середнє значення високочастотного імпульсу, описаного залежністю (1), без помітного впливу похибки на розрахунок керуючої послідовності імпульсів. Прийнемо обмеження для коефіцієнту струму

$$k_i = I_{r_m} / I_{out_m} = R_{out} / k_u \sqrt{L_r / C_r} \geq 1,2.$$

В даному розділі також отримано розрахункові залежності параметрів елементів схеми за умови балансу енергії в ПЧ, при яких забезпечується робота перетворювача в режимі мінімальних комутаційних втрат та формується вихідна низькочастотна напруга бажаної форми, амплітуди і частоти із низьким коефіцієнтом гармонік. Форма вихідної напруги $u_{out}(t)$ складається з ділянок імпульсних функцій – часової реакції системи на високочастотні імпульси напруги. Таким чином, імпульсна функція не повинна в момент закінчення імпульсу T_r перевищувати бажану вихідну напругу (рис. 5), щоб забезпечити мінімальні пульсації вихідної напруги. Виходячи з цього, отримано аналітичну залежність, що пов'язує період власних коливань резонансного контуру T_r для ненульових початкових значень вихідних характеристик та частоти вихідної напруги ω_{out} , фільтра ω_f і комутації через скважність імпульсів m :

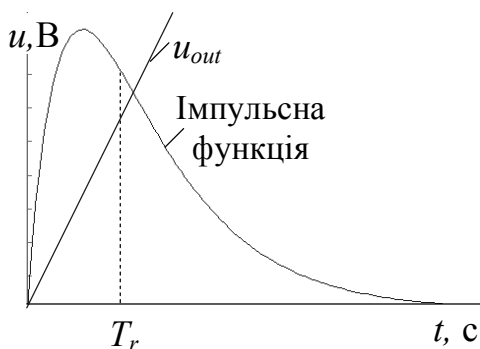


Рис. 5

$$T_r \leq \frac{4k_u \omega_{out}}{\omega_f^2 \left(1 - \frac{k_u}{m}\right)}. \quad (2)$$

Окрім даної залежності, на ці частоти накладено

такі обмеження. По-перше, відношення частоти фільтра до вихідної частоти повинна бути більше за q для забезпечення заданого відставання по фазі кривої сформованої вихідної напруги від кривої бажаної вихідної напруги. Для відставання на 1 градус $q = 40$. Для зменшення частоти комутації за допомогою вихідного фільтра необхідно, щоб частота комутації була більше частоти фільтра в k разів, так як вихідний фільтр при певному опорі навантаження може бути коливальною ланкою. Для послаблення в 25 разів k має дорівнювати п'яти. Це вводить обмеження на максимальну скважність високочастотних імпульсів m .

Розрахунок мінімального значення індуктивності фільтра $L_{f\text{-min}}$, при якому забезпечується режим неперервних струмів через індуктивність фільтра, базується на забезпеченні балансу енергій між фільтром і колом навантаження, а знаючи бажану вихідну частоту та індуктивність фільтра, можна визначити ємність конденсатора фільтра:

$$L_{f\text{-min}} = \frac{(0,5U_s k_u)^2 T_r (m-1)}{2P_{out}}; C_f \leq \frac{1}{L_f \omega_{out}^2 q^2}. \quad (3)$$

Індуктивність L_r та ємність C_r резонансного контуру отримані із системи рівнянь, перше з яких є формулою Томсона, а друге визначає умову, при якій струм резонансного контуру більше струму навантаження:

$$L_r = \frac{R_{out} k_f}{2\pi f_{out} k_u k_i}; C_r = \frac{k_f k_u k_i}{2\pi R_{out} f_{out}}, \quad (4)$$

де $k_f = f_{out}/f_r$ – відношення вихідної f_{out} та резонансної f_r частот.

На основі математичної моделі перетворювача, базуючись на рівності середнього значення високочастотного імпульсу та миттєвого значення бажаної вихідної напруги, побудовано закон часо-імпульсного керування резонансним інвертором, який дозволяє сформувати задану форму напруги на виході перетворювача по принципу програмного керування

$$n_{i+1} = \frac{1}{2\pi k_f} \cdot \arccos(\cos 2\pi k_f n_i - \frac{2\pi k_f}{k_u}), \quad (5)$$

де $k_u = (2U_{out})/U_s$ – відносна напруга; $n_i = t_i/T_r$ – відносний час замикання ключів, що є відношенням реального часу початку керуючого імпульсу t_i до періоду власних коливань

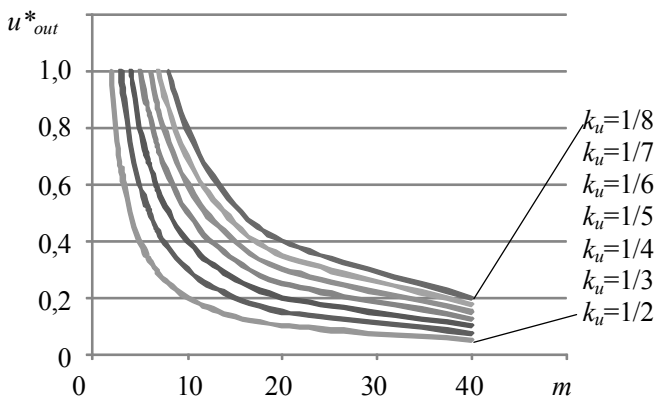


Рис. 6

резонансного контуру T_r . Визначивши значення n_i , можна сформувати керуючу послідовність імпульсів для замикання ключів $VT1, VT2$.

Для урахування похибки спрощеної моделі при розрахунку часової послідовності керуючих імпульсів при $k_i < 1,2$ введемо коефіцієнт $\delta = u_{Crav_ap} / u_{Crav_ex}$:

$$n_{i+1} = \frac{1}{2\pi k_f} \arccos\left(\cos 2\pi k_f n_i - \frac{2\pi k_f \delta}{k_u}\right). \quad (6)$$

Побудовано сімейства регулювальних (рис. 6) та зовнішніх (рис. 7) характеристик перетворювача. Керуючим параметром для досліджуваного резонансного перетворювача частоти є різниця між двома послідовними

значеннями відносного часу відкриття основного силового транзистора $n_{i+1} - n_i = m = T_{sw}/T_r$. При цьому вихідну напругу зручно представити у відносній формі як відношення поточного значення вихідної напруги до амплітуди бажаної вихідної напруги $u^*_{out} = u_{out}(t) / U_{out_m}$. На рис. 6 зображено сімейство регулювальних характеристик перетворювача $u^*_{out} = f(m)$ для різних значень $k_u = (2U_{out_m})/U_s$. Сімейство зовнішніх

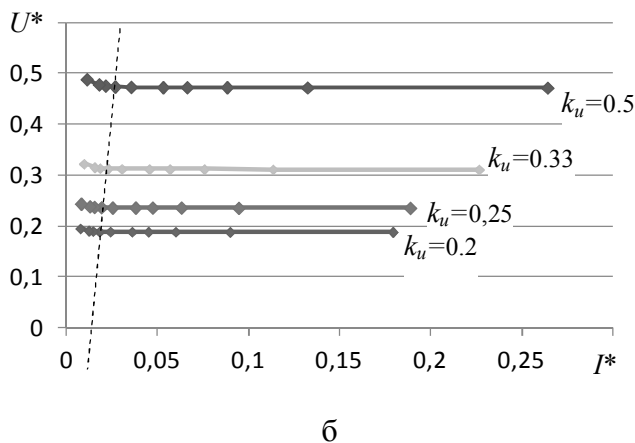
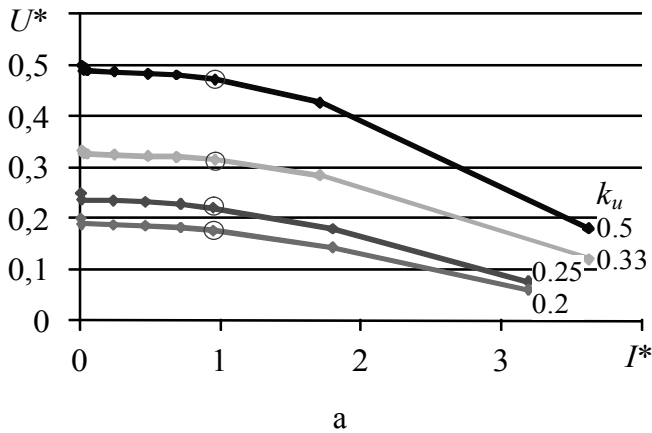


Рис. 7

таким чином, значення вихідних струму і напруги перетворювача будуть нижчі за бажані. Тому криві зовнішньої характеристики, зображеної на рис. 7, а, мають точку злому $I^* = 1$.

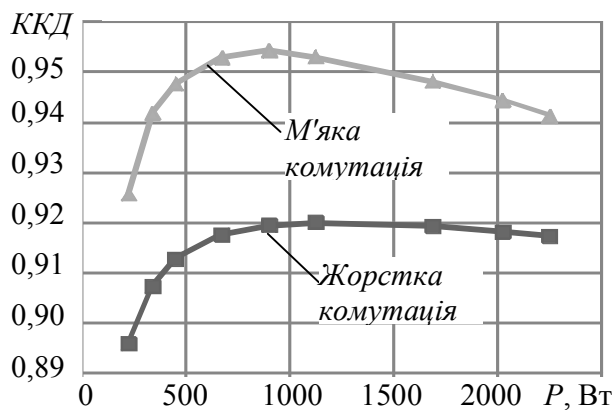


Рис. 8

характеристик перетворювача частоти для різних значень $k_u = (2U_{out_m})/U_s$ наведено на рис. 7. Вихідну напругу представлено у відносному вигляді як $U^* = 2U_{out_m} / U_s$, а струм – як $I^* = I_{out_m} / I_{r_m} = 1 / k_i$, де U_{out_m} – амплітудне значення вихідної напруги, U_s – напруга на вході резонансного інвертора, I_{out_m} – амплітудне значення струму навантаження, I_{r_m} – амплітудне значення змінної складової струму в резонансному контурі.

Значення $I^* = 1$ відповідає випадку, коли максимальний струм через резонансну індуктивність I_{r_m} дорівнює амплітуді струму через навантаження I_{out_m} . Ця точка відповідає максимальній амплітуді вихідного струму, при якому перетворювач частоти забезпечує бажану форму вихідної напруги. У випадку, коли $I^* > 1$, індуктивність резонансного контуру обмежуватиме вхідний струм і,

Зовнішня характеристика має досить жорсткий характер при достатньо широкому діапазоні навантаження, проте має проміжки (до пунктирної лінії на рис. 7,б та після виділених точок на рис. 7,а), де криві мають помітний нахил. Отже, проміжок від пунктирної лінії до виділених точок умовно назовемо робочим діапазоном зовнішньої характеристики, при якому має чинність закони керування (5) та (6) та вихідна напруга відповідає бажаній формі, амплітуді та частоті.

Проведено аналіз динамічних та статичних втрат перетворювача частоти на базі резонансного інвертора та здійснено порівняльну оцінку потужності втрат запропонованого ПЧ та перетворювача з жорсткою комутацією силових транзисторів. На

рис. 8 приведено залежності ККД перетворювача частоти від вихідної потужності при жорсткій та м'якій комутації силових транзисторів. Розрахунок здійснювався для таких елементів схеми: для інвертора, побудованого з використанням силових транзисторів *SKM-100GB123D*, обрано осердя *ETD-29* дроселя фільтра (0,16 мГн), виготовлене із матеріалу *N87*, обмотка – ліцендрат, конденсатор фільтра – *CBB65* (10 мкФ), осердя *ETD-29* резонансного дроселя (13 мкГн) також виготовлене із матеріалу *N87*, резонансний конденсатор – *FKP1* (0,1 мкФ).

В третьому розділі розроблено нову адаптивну систему формування вихідної синусоїдної напруги дволанкового статичного перетворювача частоти, яка реалізує часо-імпульсне регулювання за розробленим законом керування. При розробці структурної схеми системи керування ПЧ (рис. 9) на основі резонансного інвертора враховувалось, що вхідними даними для формування керуючої послідовності є напруга на виході випрямляча, струм навантаження і бажана амплітуда та частота напруги на навантаженні. Флуктуації вхідної напруги інвертора визначаються як відхиленнями напруги мережі живлення, так і типом випрямляча: однофазного, трифазного, півмостового або ін. Для зниження пульсацій випрямленої напруги з різною ефективністю можна застосувати фільтри низьких частот. Для компенсації коливань напруги мережі живлення доцільно використовувати коректор коефіцієнта потужності (ККП), який генерує стабільну постійну напругу на шині та дозволяє забезпечити електромагнітну сумісність пристрою із мережею живлення. Проте, якщо ККП відсутній, то використання цифрової системи керування дозволяє програмно скоригувати керуючу послідовність відповідно до поточного значення напруги на вході інвертора. Флуктуації струму навантаження можуть виникнути при зміні характеру або величини опору навантаження у часі. В робочому діапазоні зовнішньої характеристики коливання струму не викличуть зміни вихідної напруги. При виході за межі робочого діапазону зовнішньої характеристики необхідно скоригувати вихідну напругу і відповідну керуючу послідовність, що розраховується. Для контролю величини опору навантаження використовується струм через навантаження.

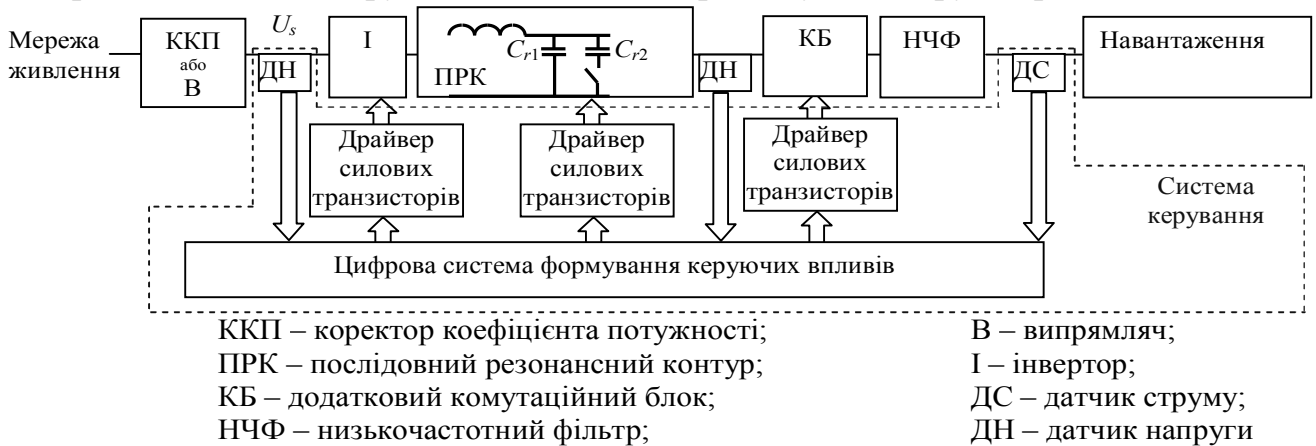


Рис. 9

Логічну послідовність замикання основних і додаткових ключів наведено в табл. 2. Логічні рівняння, що відповідають таблиці 2, мають вигляд

$$U_{VT3} = (U_{out} > 0) \cdot (I_{out} \geq 0) \cdot \overline{U_{VT2}} + (U_{out} \leq 0) \cdot (I_{out} > 0) \cdot \overline{U_{VT1}} \cdot \overline{U_{VT2}} \cdot \overline{U_{Cr}};$$

$$U_{VT4} = (U_{out} < 0) \cdot (I_{out} \leq 0) \cdot \overline{U_{VT1}} + (U_{out} \geq 0) \cdot (I_{out} < 0) \cdot \overline{U_{VT1}} \cdot \overline{U_{VT2}} \cdot \overline{U_{Cr}}.$$

Таблиця 2

U_{out}	I_{out}	U_{VT1}	U_{VT2}	U_{Cr}	U_{VT3}	U_{VT4}
≥ 0	< 0	1	0	1	0	0
≥ 0	< 0	0	0	0	0	1
> 0	≥ 0	1 / 0	0	1 / 0	1	0
≤ 0	> 0	0	1	1	0	0
≤ 0	> 0	0	0	0	1	0
< 0	≤ 0	0	1 / 0	1 / 0	0	1

Розроблено алгоритм керування основними і додатковими ключами резонансного інвертора, що дозволяє формувати бажану вихідну синусоїдну напругу з низьким коефіцієнтом гармонік (рис.10).

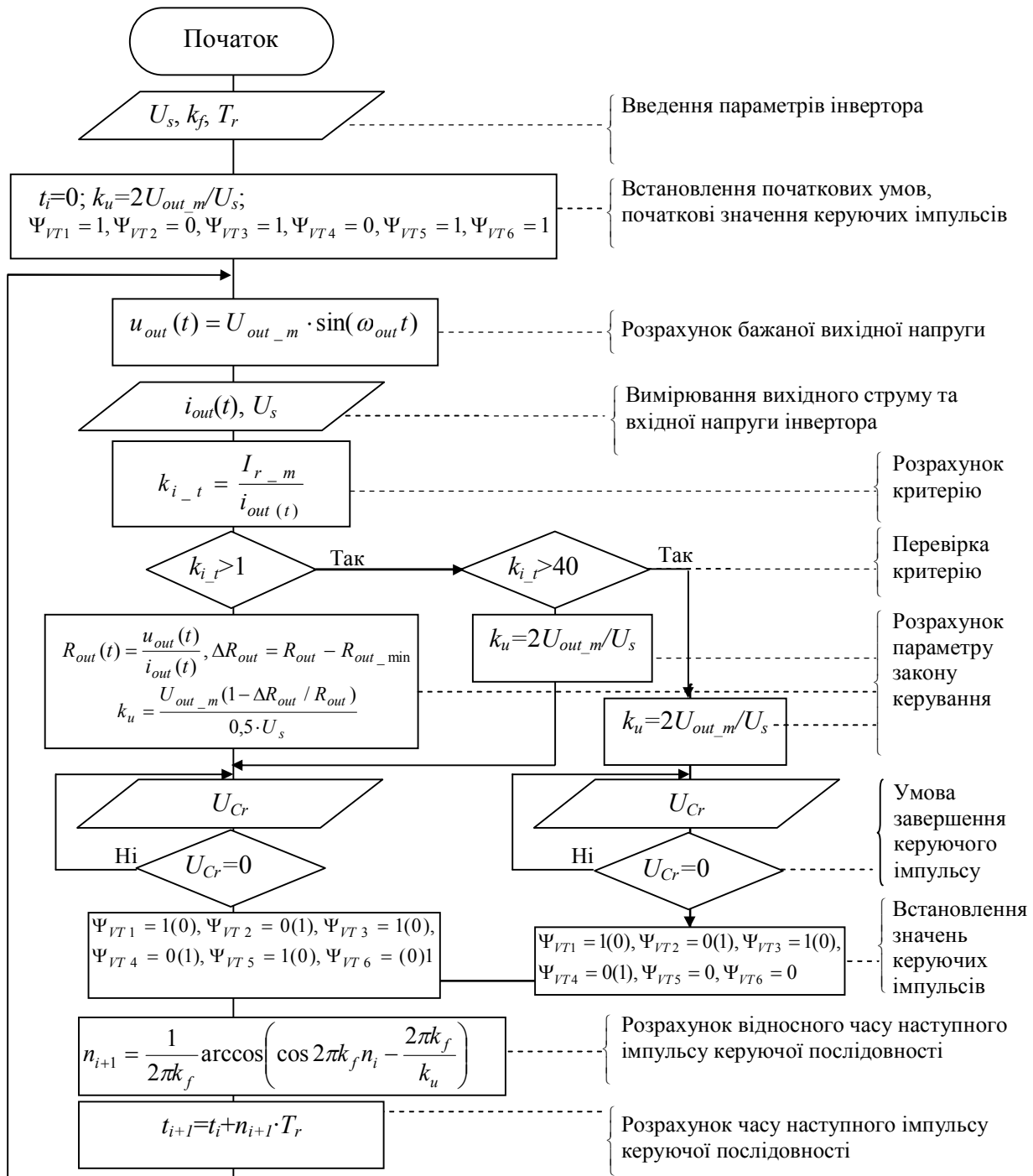


Рис. 10

В даному розділі також проаналізовано динамічні характеристики вихідного фільтра перетворювача частоти на основі резонансного інвертора. Передатну функцію перетворювача частоти на базі резонансного інвертора можна визначити як добуток передатних функцій послідовно з'єднаних ланок перетворювача $W_{fc}(p) = W_{rec}(p) \cdot W_r(p) \cdot W_f(p)$, де $W_{rec}(p)$ – передатна функція випрямляча, $W_r(p)$ – передатна функція резонансного інвертора, $W_f(p)$ – передатна функція вихідного фільтра.

Сталі часу випрямляча та резонансного інвертора з вихідним фільтром відрізняються більш ніж на три порядки, тому доцільно дослідити їх динаміку окремо. Завдяки тому, що W_f є коливальною ланкою, то для всіх сигналів, перша гармоніка яких більше частоти зрізу фільтра в декілька разів, вищі гармоніки практично не впливатимуть на вихідну напругу. Таким чином, процеси на виході перетворювача будуть достатньо точно описуватись динамікою виключно ланки вихідного фільтра. Вхідним сигналом для ланки вихідного фільтра є послідовність квазісинусоїдних імпульсів напруги на резонансному конденсаторі. Так як крива вихідної напруги є сукупністю імпульсних функцій вихідного фільтра, то доцільно проаналізувати їх характер при нульових (рис. 11, а) та ненульових (11, б) початкових умовах.

Аналіз імпульсних функцій показує, що їх форма дійсно співпадає для прямокутних імпульсів та квазісинусоїдних імпульсів. Для малих t ділянка імпульсної функції, яка формує вихідну напругу (рис. 11, а), не співпадає з формою бажаної синусоїдної напруги, що викликає збільшення коефіцієнту гармонік. При ненульових початкових умовах ділянка імпульсної функції, яка формує вихідну напругу, практично співпадає з формою бажаної синусоїдної напруги, що забезпечує малий коефіцієнт гармонік.

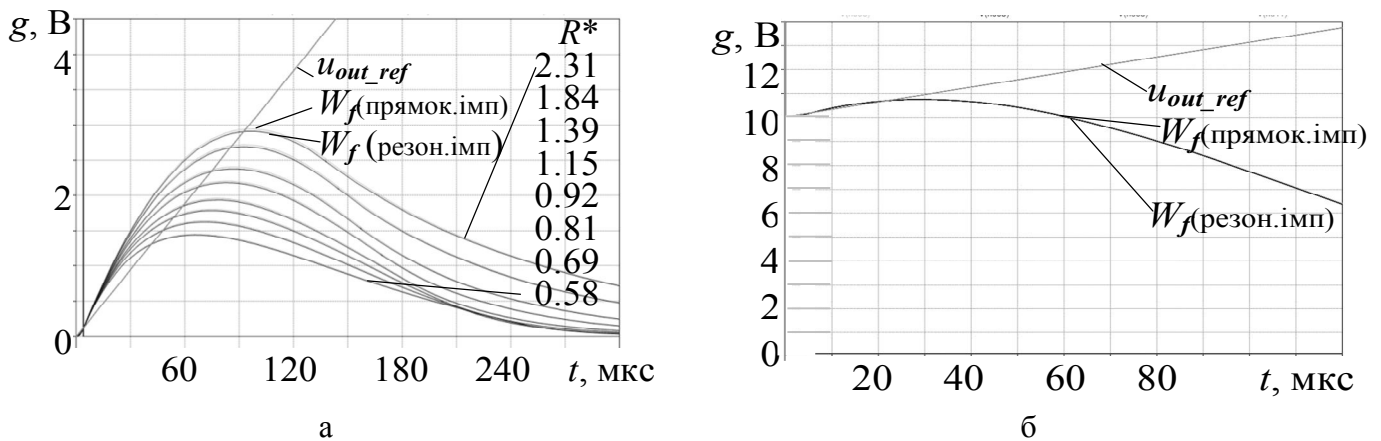


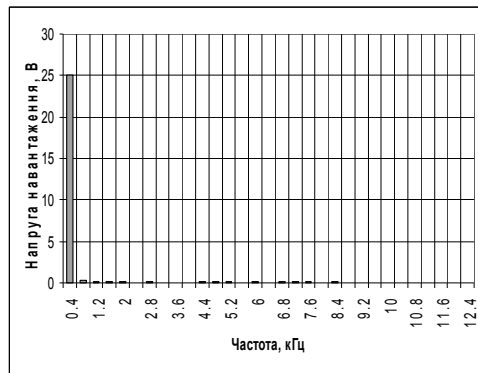
Рис. 11

Тобто для покращення гармонічного складу вихідної напруги необхідно наближувати форму імпульсної функції до форми бажаної синусоїдної напруги.

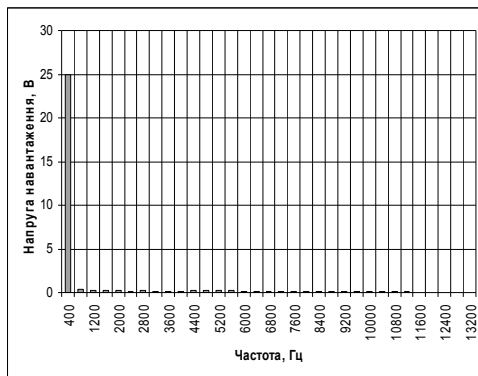
В четвертому розділі представлено результати імітаційного моделювання та експериментальних випробувань перетворювача частоти. Для побудови імітаційної моделі обрано параметри елементів схеми, розрахованих на амплітудне значення вихідної напруги $U_{out\ m} = U_s / 4 = 25$ В. Частота вихідної напруги становить $f_{out} = 400$ Гц. Таким чином, параметри схеми наступні: ємність резонансних конденсаторів $C_{r1} = 5$ нФ та $C_{r2} = 5$ нФ, індуктивність резонансного дроселя $L_r = 12$ мкГн, індуктивність дроселя фільтра $L_f = 0,33$ мГн, ємність конденсатора вихідного фільтра $C_f = 1,8$ мкФ.

Імітаційне моделювання показало, що розроблений закон керування дозволяє

синтезувати бажану форму часової характеристики вихідної напруги з низьким коефіцієнтом несинусоїдності як для активного ($THD = 2,5\%$, спектр приведено на рис. 12, а) так і для активно-індуктивного ($THD = 3,43\%$, спектр приведено на рис. 12, б) навантаження.



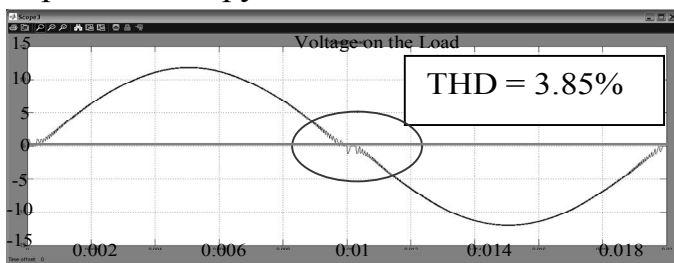
а



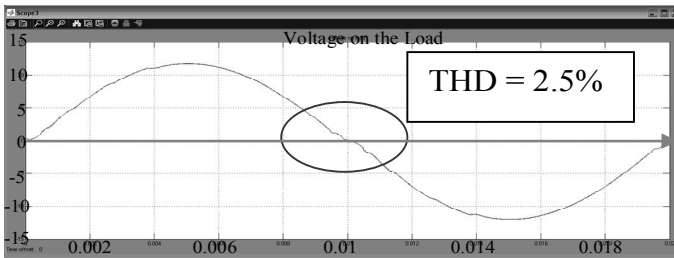
б

Рис. 12

мережева напруга 220 В з частотою 50 Гц, яка надходить до блока живлення, що



а



б

Рис. 13

на виході перетворювача частоти. Функції керування, а саме формування керуючої послідовності імпульсів для забезпечення вихідної синусоїдної напруги перетворювача частоти, виконує мікроконтролер *STM32F103*. Функцію датчика вихідного струму перетворювача виконує трансформатор струму *CT2* разом із прецизійним випрямлячем *LM358*, сигнал із якого приходить на вхід АЦП мікроконтролера *ADC0*. Струмний захист

Імітаційне моделювання перетворювача частоти із адаптивною системою керування (рис. 13) дозволило також перевірити доцільність зміни власної частоти резонансного контуру (шляхом відмикання додаткового конденсатора від резонансного контуру) з метою покращення гармонічного складу вихідної напруги при малому значенні струму навантаження чи бажаній напрузі на навантаженні, меншій за розрахункову.

Використання додаткового резонансного конденсатора (рис. 13, б) при запропонованому способі управління силовими ключами дозволяє знизити коефіцієнт гармонік вихідної напруги на 1,35%.

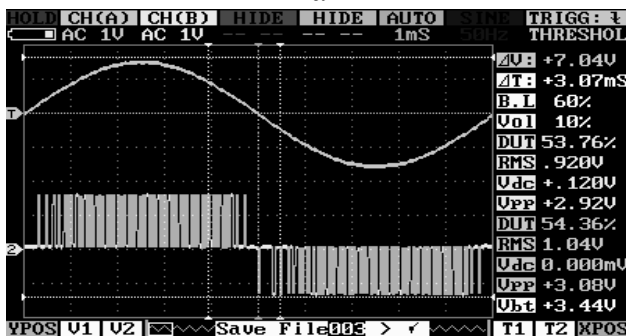
Також проведено випробування експериментального зразка перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням. На вхід перетворювача подається

представляє собою обернено-ходовий перетворювач та формує постійну напругу +15 В для живлення мікросхем дискретної логіки та операційного підсилювача. Для компенсації коливань напруги мережі живлення в експериментальному зразку присутній коректор коефіцієнта потужності, який генерує стабільну постійну напругу на шині та дозволяє забезпечити електромагнітну сумісність пристрою із мережею живлення. В якості силових ключів інвертора *VT1-VT6* обрано *IGBT*-транзистори *FGH40N60SMD*. Цифрова адаптивна система керування в реальному часі формує бажану синусоїдну напругу

транзисторів $VT1$ та $VT2$ здійснюється завдяки трансформатору струму $CT1$ за рахунок тригера та елементів АБО-НІ, що входять до складу мікросхеми 74НС17.



а



б

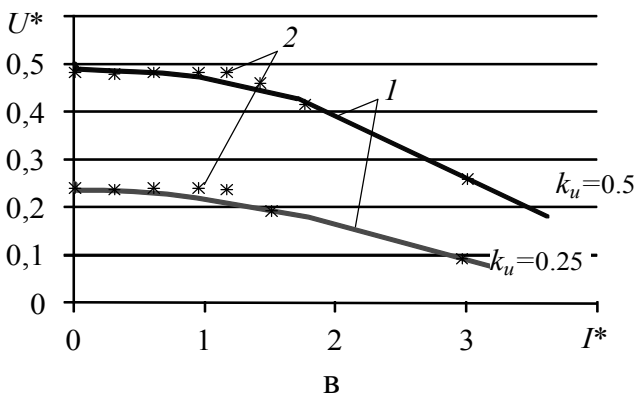


Рис. 14

Параметри резонансного контуру, фільтра та навантаження наступні: $L_r = 1,71$ мкГн; $C_{r1} = 33$ нФ; $C_{r2} = 100$ нФ; $U_s / 2 = 200$ В; $L_f = 0,16$ мГн; $C_f = 10$ мкФ; $R_{out} = 1,4$ Ом; $L_{out} = 6,8$ мГн. Для отримання осцилограм в якості датчика струму використовувався трансформатор струму AS-100 1:50 із навантажувальним резистором 25 Ом, а для масштабування напруги використовувався подільник напруги із коефіцієнтом масштабування 1:60. На рис. 14 представлено експериментальний зразок перетворювача (а), осцилограми вихідної напруги та напруги на резонансному конденсаторі (б), та зовнішні характеристики (в), отримані в результаті математичного моделювання та експериментальних випробувань ПЧ.

Отримані експериментальні результати відповідають очікуванім при використанні розробленого закону керування та параметрів елементів перетворювача, розрахованих відповідно до розрахункових залежностей (2) – (4). Експериментальні випробування перетворювача частоти із адаптивною системою керування продемонстрували розширення робочого діапазону його зовнішньої характеристики на 10% у порівнянні з його роботою без адаптивної системи керування.

ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі вирішено актуальне науково-практичне завдання удосконалення перетворювачів частоти та отримано нові науково обґрунтовані теоретичні та практичні результати, що стосуються побудови перетворювачів з проміжною високочастотною резонансною ланкою та часо-імпульсним керуванням. Це дозволило забезпечити підвищення енергетичної ефективності з одночасним покращенням електромагнітної сумісності перетворювача зі споживачем та мережею при широкому діапазоні зміни навантаження.

1. В результаті аналізу особливостей існуючих перетворювачів частоти, їх схем та способів регулювання вихідної напруги обґрунтовано доцільність подальшого розвитку теорії резонансних перетворювачів частоти на основі досліджень електромагнітних процесів в їх силових колах при імпульсному регулюванні та обрано структуру перетворювача частоти, що поєднує переваги імпульсного регулювання та м'якої

комутації силових транзисторів.

2. Удосконалено математичну модель перетворювача частоти на базі резонансного інвертора, який поєднує переваги імпульсного характеру регулювання та комутації силових ключів при нульових значеннях струму та напруги, в частині опису електромагнітних процесів за рахунок введення комутаційних послідовностей силових ключів, що дозволило отримати характеристики електромагнітних процесів в резонансному контурі та тривалості міжкомутаційних етапів, при яких забезпечується близька до синусоїдної форма високочастотних імпульсів, що в свою чергу забезпечує низький рівень динамічних втрат перетворювача при часо-імпульсному регулюванні вихідної напруги.

3. Удосконалено математичну модель перетворювача частоти на базі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням в частині визначення функціоналу високочастотних імпульсів за рахунок введення співвідношень між середнім значенням напруги високочастотного імпульсу за інтервал часу між комутаціями основних ключів інвертора і бажаного середнього значення вихідної напруги за цей інтервал, що дозволяє розраховувати комутаційні послідовності силових ключів для часо-імпульсної модуляції. Обґрунтовано межі застосування визначеного функціоналу та оцінено похибку його застосування при різних співвідношеннях амплітуд резонансного та вихідного струмів, визначено її гранично допустиме значення 0,0001, що відповідає значенню коефіцієнта струму $k_i = I_{r_m} / I_{out_m} \geq 1,2$, яке дозволило встановити праву граничну точку жорсткої ділянки зовнішньої характеристики, при якій виконується розроблений закон керування.

4. Отримано розрахункові залежності параметрів елементів схеми за умови балансу енергії в ПЧ, при яких забезпечується робота перетворювача в режимі мінімальних комутаційних втрат та формується вихідна низькочастотна напруга бажаної форми, амплітуди і частоти із низьким коефіцієнтом гармонік, що дозволяють здійснити розрахунок параметрів реактивних елементів перетворювача, при яких забезпечується робочий (жорсткий) діапазон зовнішньої характеристики ПЧ.

5. Визначено закон часо-імпульсного керування резонансним інвертором, який дозволяє сформулювати задану форму напруги на виході з коефіцієнтом гармонік $THD = 2,5 \%$ при активному навантаженні та $THD = 3,43 \%$ при активно-індуктивному навантаженні та забезпечити регулювання вихідної напруги перетворювача з мінімальними комутаційними втратами і жорсткою зовнішньою характеристикою.

6. Побудовані імпульсні характеристики вихідного фільтра перетворювача частоти на основі резонансного інвертора показали, що їх ділянки майже збігаються з бажаною кривою вихідної напруги, що підтверджує адекватність отриманих аналітичних залежностей та їх можливе використання під час проектування перетворювача частоти. Також проведено аналіз динамічних та статичних втрат енергії пристрою та здійснено порівняльну оцінку потужності втрат енергії перетворювача з м'якою та жорсткою комутацією силових транзисторів, які показали, що ККД пристрою з м'якою комутацією на 3 % вищий порівняно із перетворювачем з жорсткою комутацією силових транзисторів.

7. Розроблено нову адаптивну систему формування вихідної синусоїдної напруги дволанкового статичного перетворювача частоти, яка реалізує часо-імпульсне регулювання за розробленим законом або дискретну зміну власної частоти резонансного контуру в залежності від рівнів вихідних напруги чи струму і тим самим забезпечує вирішення задач управління в режимі реального часу з урахуванням параметрів і характеру навантаження та напруги на вході резонансного інвертора. Використання

додаткового резонансного конденсатора для зміни власної частоти резонансного контуру при запропонованому способі управління силовими ключами дозволило знизити коефіцієнт гармонік вихідної напруги на 1,35%.

8. Проведено аналіз статичних характеристик перетворювача та розроблено алгоритм роботи адаптивної системи керування ПЧ, що дозволяє змінити параметри резонансного контуру резонансного інвертора чи скоректувати закон часо-імпульсного керування, за рахунок чого забезпечується вихідна напруга з низьким коефіцієнтом гармонік не тільки в робочому діапазоні зовнішньої характеристики перетворювача, але і за його межами.

9. Створено експериментальний зразок перетворювача частоти із мікропроцесорною адаптивною системою керування, успішні випробування якого дозволили перевірити приведені в роботі теоретичні результати. Отримані експериментальні результати відповідають очікуванню при використанні розробленого закону керування та параметрів елементів перетворювача, розрахованих відповідно до розрахункових залежностей (2) – (4). Експериментальні випробування перетворювача частоти із адаптивною системою керування продемонстрували розширення робочого діапазону зовнішньої характеристики на 10%.

ОСНОВНІ ПУБЛІКАЦІЇ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Статті у фахових виданнях

1. Павлов Г. В. Электромагнитные процессы и параметры накопительных элементов в резонансном инверторе с нелинейным регулированием [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / «Судостроение и морская инфраструктура». – Николаев: НУК, 2015. – №2(4). – С. 96-107. DOI 10.15589/SMI. 2015.02.02. *Здобувачем проведено аналіз електромагнітних процесів у резонансному інверторі з часо-імпульсним регулюванням.*

2. Павлов Г. В. Адаптивная система управления преобразователем частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным регулированием [Текст] / Г. В. Павлов, И. Л. Винниченко, М. В. Покровський // «Технічна електродинаміка». – К: ІЕД НАНУ, 2018 р. – № 5. – С. 39–43. *Здобувачем запропоновано структуру адаптивної мікропроцесорної системи керування перетворювачем частоти, розроблено алгоритм роботи запропонованої системи керування.* (видання України, що входить до міжнародної наукометричної бази **Scopus**).

3. Pavlov H. The mathematical model of resonant frequency converter with pulse regulation [Print] / H. Pavlov, I. Vinnychenko / Shipbuilding and Marine Infrastructure, no. 1(9), 2018, p. 21-28. DOI: 10.15589/SMI. 2018.01.03. *Здобувачем визначено тривалості міжкомутаційних етапів роботи перетворювача частоти.*

4. Павлов Г. В. Математична модель перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням [Друк] / Г. В. Павлов, І. Л. Вінниченко // Мікросистеми, електроніка та акустика. К: КПІ імені Ігоря Сікорського, 2018. – Вип. 23. – № 2. – С. 30-36. DOI: 10.20535/2523-4455.2018.23.2.132781. *Здобувачем визначено функціонал високочастотних імпульсів та здійснено оцінку похибки спрощеної математичної моделі й удосконалення закону керування з урахуванням точного середнього значення високочастотних імпульсів напруги* (видання України, що входить до міжнародної наукометричної бази **Index Copernicus**).

5. Pavlov H. Electromagnetic processes in the power section of the series-to-series resonant converter for contactless inductive energy transfer [Print] / H. Pavlov, A. Obrubov, M.

Pokrovskiy, I. Vinnychenko / Shipbuilding and Marine Infrastructure, no. 2(8), 2017, p. 70-76. DOI 10.15589/SMI20170214. *Здобувачем проаналізовано електромагнітні процеси в силовій частині резонансного перетворювача для безконтактної передачі електроенергії із використанням методу змінних стану.*

6. Павлов Г. В. Метод обобщенного анализа стационарных процессов резонансных преобразователей [Електронний ресурс] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Вісник НУК, вип. 3, 2014. Режим доступу: <http://evn.nuos.edu.ua/article/view/48925/45153>. *Здобувачем здійснено розрахунок регулювальних характеристик резонансного перетворювача та проведено їх аналіз.*

Патент України

7. Павлов Г. В. Спосіб регулювання вихідних параметрів послідовно-резонансного перетворювача постійної напруги [Текст] / Г. В. Павлов, М. В. Покровський, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Патент України на корисну модель №107219, 2016, бюл. № 10/2016. *Здобувачем запропоновано структуру системи керування, що реалізує запропонований спосіб регулювання вихідних параметрів послідовно-резонансного перетворювача постійної напруги.*

Статті у інших виданнях України

8. Павлов Г. В. Преобразователь частоты с пониженным коэффициентом гармоник выходного напряжения [Текст] / Г. В. Павлов, И. Л. Винниченко, А. В. Обрубов // «Технічна електродинаміка». – К: ІЕД НАНУ, 2016 р. – № 5. – С. 14–16. *Здобувачем проведено аналіз роботи перетворювача частоти при зниженій вихідній напрузі та запропоновано спосіб покращення гармонічного складу вихідної напруги шляхом зміни власної частоти резонансного контуру завдяки підключенню додаткової резонансної ємності в залежності від рівня вихідної напруги.*

9. Павлов Г. В. Преобразователь частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным управлением [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Харків: НТУ «ХПІ», 2015. – Вип. 12 (1121). – С. 490-494. *Здобувачем запропоновано структуру системи керування перетворювачем частоти, що дозволяє отримати вихідну напругу бажаної форми, амплітуди та частоти при широкому діапазоні зміни навантаження та проведено імітаційне моделювання резонансного інвертора, що входить до складу перетворювача частоти.*

10. Павлов Г. В. Нелинейное управление резонансным инвертором преобразователя частоты [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. – К.: ІЕД НАНУ, 2015. – Вип. 42. – С. 96-100. *Здобувачем визначено основний функціонал високочастотних імпульсів для розрахунку керуючої послідовності для формування синусоїдної напруги на виході перетворювача, проведено синтез синусоїдної форми вихідної напруги перетворювача з урахуванням визначених функціоналів, виведено закон керування в аналітичній формі.*

11. Павлов Г. В. Резонансный преобразователь с дозированной передачей энергии для низковольтных сетей распределенного питания [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко // «Технічна електродинаміка». – К: ІЕД НАНУ, 2016 р. – № 4. – С. 38–40. *Здобувачем побудовано та проаналізовано зовнішні характеристики послідовного резонансного перетворювача.*

Тези доповідей

12. Pavlov G. Research of the interrelationship between the frequency converter on the basis of the resonant inverter with nonlinear control power unit parameters and its load [Text] /

G. Pavlov, I. Vinnichenko, M. Pokrovskiy // Conference Proceedings of 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), May 29 – June 2 2017, pp. 554-559. DOI: 10.1109/UKRCON.2017.8100300/. *Здобувачем проведено аналіз статичних характеристик перетворювача та дослідження взаємозв'язку його імпульсної характеристики та параметрів реактивних елементів та отримано аналітичні залежності параметрів реактивних елементів ПЧ від характеристик його навантаження.*

13. Павлов Г. В. Моделирование резонансно-импульсного инвертора напряжения [текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Матеріали V МНТК «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці». – Миколаїв: НУК, 2014, с. 342 - 343. *Здобувачем проведено імітаційне моделювання резонансного інвертора з часо-імпульсним регулюванням.*

14. Вінниченко І. Л. Енергоефективний алгоритм керування резонансним перетворювачем частоти [Текст] / І. Л. Вінниченко // Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки». – Миколаїв: НУК, 2017. – С. 5-7. *Здобувачем побудовано алгоритм керування резонансним перетворювачем частоти.*

15. Винниченко И. Л. Преобразователи частоты с нелинейным регулированием выходного напряжения [Текст] / И. Л. Винниченко / Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції з міжнародною участю «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки – 2015».- Миколаїв: ІАЕ НУК, 2015. - С. 17-18. *Здобувачем проведено аналіз існуючих схемотехнічних рішень перетворювачів частоти та основні сфери їх застосування.*

16. Винниченко И. Л. Структура преобразователя частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным регулированием [ел. рес.] / И. Л. Винниченко / «Автоматика та електротехніка» (підсумки всеукраїнської науково-технічної конференції студентів, аспірантів, молодих вчених з міжнародною участю). – 2014. Режим доступу: <http://conference.nuos.edu.ua/>. *Здобувачем визначено структуру перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з нелінійним регулюванням.*

17. Вінниченко І. Л. Алгоритм керування перетворювачем частоти зі зниженим коефіцієнтом гармонік вихідної напруги [Текст] / І. Л. Вінниченко // Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки». – Миколаїв: НУК, 2016. – С. 9-10. *Здобувачем побудовано алгоритм керування перетворювачем частоти зі зниженим коефіцієнтом гармонік вихідної напруги.*

18. Pavlov G. The linearized dynamic model of the series resonant converter for small signals [Text] / G. Pavlov, A. Obrubov, I. Vinnichenko // Conference proceedings of IEEE 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), June 7-11 2016, pp. 221-225. DOI: 10.1109/IEPS.2016.7521879. *Здобувачем отримано аналітичний вираз передатної функції та проаналізовано динамічні характеристики послідовного резонансного перетворювача.*

19. Павлов Г. В. Анализ структур силовой части систем бесперебойного питания [текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко. / Матеріали VI МНТК «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці». – Миколаїв: НУК, 2015. – С. 343 – 344. *Здобувачем проведено аналіз роботи систем безперебійного живлення, структури силових частин яких приведено в тезах доповіді.*

АНОТАЦІЯ

Вінниченко І.Л. Перетворювачі частоти на основі резонансних інверторів з часо-імпульсним керуванням. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук (доктора філософії) за спеціальністю 05.09.12 «Напівпровідникові перетворювачі електроенергії». – Національний технічний університет «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ, 2018.

Дисертацію присвячено розвитку теорії перетворювачів частоти з проміжною високочастотною резонансною ланкою та часо-імпульсним керуванням. В рамках дисертаційної роботи проведено аналіз існуючих схемотехнічних рішень і способів регулювання вихідних характеристик перетворювачів частоти, обрано структуру резонансного перетворювача, який поєднує переваги імпульсного регулювання та м'якої комутації силових транзисторів, удосконалено математичну модель даного перетворювача в частинах опису електромагнітних процесів і визначення функціоналу високочастотних імпульсів напруги, що дозволило визначити закон часо-імпульсного керування, який дозволяє формувати бажану синусоїдальну форму вихідної напруги заданої частоти з низьким коефіцієнтом гармонік при досить широкому діапазоні зміни навантаження. Також отримано аналітичні залежності, що дозволяють здійснити розрахунок параметрів елементів схеми силової частини перетворювача. Розроблено адаптивну мікропроцесорну систему керування перетворювачем і проведено його імітаційне моделювання та експериментальні дослідження.

Ключові слова: додатковий комутаційний блок, додатковий резонансний конденсатор, коефіцієнт гармонік, м'яка комутація силових транзисторів, перетворювачі частоти, резонансні інвертори, розрахунок параметрів елементів схеми, часо-імпульсне керування.

АННОТАЦИЯ

Винниченко И.Л. Преобразователи частоты на основе резонансных инверторов с время-импульсным управлением. - Квалификационная научная работа на правах рукописи.

Диссертация на соискание научной степени кандидата технических наук (доктора философии) по специальности 05.09.12 «Полупроводниковые преобразователи электроэнергии». - Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского», г. Киев, 2018 г.

Диссертационная работа посвящена дальнейшему развитию теории преобразователей частоты с промежуточным высокочастотным резонансным звеном и время-импульсным управлением, которое позволит обеспечить повышение энергетической эффективности с одновременным обеспечением электромагнитной совместимости преобразователя с потребителем и сетью при широком диапазоне изменения нагрузки.

В работе проведен анализ существующих преобразователей частоты, их схем и способов регулирования выходного напряжения и выбрана структура преобразователя частоты на основе резонансного инвертора, которая позволяет совместить преимущества мягкой коммутации силовых транзисторов и импульсного регулирования выходного напряжения.

Основными научными результатами работы являются следующие. Во-первых, усовершенствована математическая модель двухзвенного преобразователя частоты на основе резонансного инвертора с время-импульсным управлением в части описания

электромагнитных процессов за счет введения коммутационных последовательностей силовых ключей, что позволило получить характеристики электромагнитных процессов в резонансном контуре и продолжительности межкоммутационных этапов, при которых обеспечивается близкая к синусоидальной форма несущих импульсов. Также усовершенствована математическая модель преобразователя частоты в части определения функционала несущих импульсов за счет введения соотношений между средним значением напряжения несущего импульса и желаемым средним значением выходного напряжения, что позволяет рассчитать коммутационные последовательности силовых ключей для время-импульсной модуляции. Оценены погрешность и пределы применения определенного функционала. Получены расчетные зависимости параметров элементов схемы, при которых обеспечивается работа преобразователя в режиме минимальных коммутационных потерь и формируется выходное низкочастотное напряжение желаемой формы, амплитуды и частоты с низким коэффициентом гармоник.

Разработан закон время-импульсного управления резонансным инвертором, который позволяет сформировать заданную форму напряжения на выходе с низким коэффициентом гармоник. Разработана адаптивная система управления преобразователем частоты, которая реализует время-импульсное регулирование его выходного напряжения по разработанному закону и, в зависимости от положения рабочей точки внешней характеристики, осуществляет коррекцию закона управления или дискретное изменение собственной частоты резонансного контура. Представлен алгоритм работы адаптивной системы управления, позволяющий сформировать напряжение с низким коэффициентом гармоник на выходе преобразователя частоты не только в рабочем диапазоне его внешней характеристики, но и за его пределами.

В рамках диссертационной работы также проведен анализ динамических и статических потерь преобразователя частоты и осуществлена сравнительная оценка мощности потерь энергии предложенного преобразователя и преобразователя с жесткой коммутацией силовых транзисторов, которые показали преимущества использования резонансного инвертора в составе преобразователя частоты при реализации мягкой коммутации силовых транзисторов.

Проведено имитационное моделирование преобразователя частоты, которое показало, что разработанный закон управления позволяет синтезировать желаемую форму временной характеристики выходного напряжения с низким коэффициентом несинусоидальности как для активного ($\text{THD} = 2,5\%$), так и для активно-индуктивной ($\text{THD} = 3,43\%$) нагрузки. Имитационное моделирование преобразователя частоты с адаптивной системой управления позволило также проверить целесообразность изменения собственной частоты резонансного контура путем отпирания дополнительного резонансного конденсатора с целью улучшения гармонического состава выходного напряжения при малом значении тока нагрузки или желаемом напряжении на нагрузке ниже номинального. Использование дополнительного резонансного конденсатора при предложенном способе управления силовыми ключами позволяет снизить коэффициент гармоник выходного напряжения на $1,35\%$.

Также создан экспериментальный образец резонансного преобразователя частоты с микропроцессорной адаптивной системой управления. Экспериментальные испытания преобразователя частоты с адаптивной системой управления продемонстрировали расширение рабочего диапазона внешней характеристики на 10% .

Ключевые слова: дополнительный коммутационный блок, дополнительный резонансный конденсатор, коэффициент гармоник, мягкая коммутация силовых

транзисторов, преобразователи частоты, резонансные инверторы, расчет параметров элементов схемы, время-импульсное управление.

ABSTRACT

Vinnychenko I.L. Frequency converters based on resonant inverters with pulse-position control. - Manuscript.

Dissertation for the degree of the candidate of technical sciences (doctor of philosophy) in specialty 05.09.12 "Semiconductor power converters". – National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, 2018.

The dissertation is devoted to the development of the theory of frequency converters with an intermediate high-frequency resonant link and pulse-position control. Within the framework of the thesis, the analysis of existing circuits and methods of controlling the frequency converters output characteristics was performed. The author chose the structure of the resonant converter, which combined the advantages of pulse regulation and power transistors soft switching. The mathematical model of the converter was developed in the section of the electromagnetic processes description and the carrier pulses functional determination that allowed formulating the law of the pulse-position control, which causes the formation of the desired sinusoidal output voltage shape of the determined frequency with the low total harmonic distortion in the case of wide load variation range. The analytical dependencies were obtained as well, that made possible to calculate the converter power section elements parameters. The adaptive microprocessor control system of the frequency converter was developed and its simulation and experimental investigation were carried out.

Keywords: additional switching block, additional resonant capacitor, total harmonic distortion, soft switching of power transistors, frequency converters, resonant inverters, calculation of circuit elements parameters, pulse-position control.

Підписано до друку 22.11.2018 р.
Формат 60×84^{1/16}. Папір офсетний. Гарнітура Таймс.
Умов. друк. арк. 0,85.
Наклад 100 пр. Зам. № 80/18

Надруковано ФОП Торубара В. В.
вул. Наваринська, 5-17, м. Миколаїв, 54001, тел.: (067) 800-70-70
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 4626 від 9.10.2013